



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 199 28 998 B4 2005.07.14

(12)

Patentschrift

(21) Aktenzeichen: 199 28 998.0

(51) Int Cl.⁷: H03B 21/01
H03C 1/52, H04B 1/04

(22) Anmeldetag: 24.06.1999

(43) Offenlegungstag: 02.08.2001

(45) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 14.07.2005

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden.

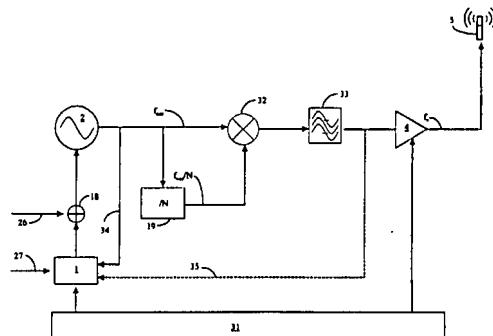
(71) Patentinhaber:
Siemens AG, 80333 München, DE

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:
DE 195 43 844 A1
DE 25 23 131 A1

(72) Erfinder:
Detering, Volker, Dipl.-Ing., 46446 Emmerich, DE;
Heinen, Stefan, Dr.-Ing., 47802 Krefeld, DE

(54) Bezeichnung: Elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz

(57) Hauptanspruch: Elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz für einen Sender/Empfänger mit folgenden Merkmalen: Ein steuerbarer Oszillator (2) zur Erzeugung einer Oszillatorkreisfrequenz (f_{osz}), ein Teiler (19) durch einen Faktor N und eine Mischstufe (32) mit einem nachfolgenden Bandfilter (33) sind derart miteinander verbunden, daß die Oszillatorkreisfrequenz (f_{osz}) und eine durch den Faktor N geteilte Oszillatorkreisfrequenz (f_{osz}/N) der Mischstufe (32) als Eingangssignale zugeführt werden.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz für einen Sender/Empfänger.

Stand der Technik

[0002] Den Erfindern sind aus dem Stand der Technik ähnliche Schaltungsanordnungen bekannt, um in einem TDMA-Funksystem (zum Beispiel DECT, GSM, PHS) entsprechende Sendefrequenzen zu erzeugen. Die Abkürzung TDMA steht für "Time Division Multiple Access". Eine derartige Anordnung besteht aus einem Oszillator zur Frequenzerzeugung, einem Sendeverstärker, einem Empfänger und einer Steuervorrichtung, welche die zeitliche Abfolge von wechselseitigem Sende- und Empfangszustand bestimmt. Im Allgemeinen wird die Oszillatorkreisfrequenz zur Einstellung des Nachrichtenkanals über die Steuervorrichtung mit Hilfe einer PLL (Phasenregelschleife) zeitlich vor dem Einschalten des Senders eingestellt, da für diesen Vorgang eine gewisse Einstellzeit benötigt wird. Die Erfindung bezieht sich auf den Sendefall in einem solchen TDMA-System deren Anordnung in **Fig. 1** schematisch dargestellt ist.

[0003] Das Problem solcher einfachen Schaltungsanordnung besteht darin, daß im Moment des Einschaltens des Sendeverstärkers die Frequenzerzeugung auf Grund eines Lastwechsels im Verstärker oder durch Rückkopplungen gestört wird. Hierdurch wird ein unerwünschter Frequenzsprung erzeugt. Ein solcher Lastwechsel entsteht beispielsweise beim Einschalten des Sendeverstärkers durch die Änderung seiner Eingangsimpedanz. Eine Rückwirkung auf die Frequenzerzeugung kann beispielsweise über eine Einstrahlung von der Antenne, oder durch andere Verkopplungspfade zwischen der Sende-Endstufe und der Frequenzerzeugung, beispielsweise durch die Versorgungsspannung, entstehen.

[0004] Insbesondere bei TDMA-Systemen die aus Kostengründen mit einer langsamen PLL-Regelschleife arbeiten, beziehungsweise die Regelschleife für die Dauer der Modulation öffnen, ist dieser Effekt für die Implementierung ein großes Problem, da der Frequenzsprung nicht mehr durch die PLL-Schaltung korrigiert werden kann. Ein Beispiel hierfür stellt die Open-Loop-Modulation eines DECT-Systems dar.

[0005] Das obengenannte Problem wird durch verschiedene, den Erfindern bekannte Schaltungsanordnung angegangen. Beispielsweise besteht die Möglichkeit durch eine Einfügung von Dämpfungsgliedern und Isolationsstufen zwischen der Frequenzerzeugung und dem Sendeverstärker eine Verringerung des für die Frequenzerzeugung sichtbaren Lastwechsels zu bewirken. Außerdem können zu-

sätzliche Abschirmungen der Frequenzerzeugung in Form eines faradayschen Käfigs für eine Verminderung der Einstrahlung sorgen. Weiterhin wird an den Leitungen, welche in die Abschirmung führen eine zusätzliche Abblockung gegen elektromagnetische Einstrahlung, beispielsweise durch besonders gestaltete Stecker vorgenommen. Ein Beispiel für eine derartige bekannte Schaltungsvorrichtung ist in der **Fig. 2** gezeigt.

[0006] Bekannt ist weiterhin, daß durch das Einfügen von Frequenzvervielfacherstufen oder Teilerstufen in die Frequenzerzeugung die Rückkopplung und damit der Einfluß auf die Frequenzerzeugung vermindert wird. Hierbei schwingt ein Oszillator auf einer Harmonischen oder Subharmonischen der gewünschten Frequenz, wodurch sich entsprechend dem Vervielfachungsgrad beziehungsweise Teilungsgrad sowohl eine geringe Lastabhängigkeit als auch eine geringere Empfindlichkeit gegen die Einstrahlung von unerwünschten Frequenzen ergibt. Auch diese Schaltung ist schematisch in der **Fig. 3** dargestellt.

[0007] Zur Lösung des obengenannten Problems ist schließlich die relativ aufwendige Verwendung eines Sendemischkonzeptes, wie es in der **Fig. 4** schematisch dargestellt ist, den Erfindern bekannt.

[0008] Bei diesem Sendemischkonzept werden die Frequenzen zweier Oszillatoren in einer Mischstufe gemischt und die gewünschte Frequenz aus den Mischprodukten herausgesiebt. Da die Oszillatoren ein nichtharmonisches Verhältnis zur gewünschten Frequenz haben, ergibt sich ein hohes Maß an Immunität gegen Lastwechsel und Rückwirkungen. Hierdurch verringern sich die Anforderungen an die Abschirmung, die Abblockung und die Isolationsstufen gegenüber den bekannten Lösungen aus den **Fig. 2** und **3** erheblich.

[0009] Der größte Nachteil dieses Sendemischkonzeptes besteht im hierfür notwendigen großen technischen Aufwand, da zusätzlich eine Sendemischstufe, ein Oszillator einschließlich einer PLL-Schaltung zur Frequenzstabilisierung und ein Bandfilter benötigt werden. Alleine auf Grund der zusätzlich benötigten elektronischen Komponenten ergibt sich hierfür ein intensiver Kostennachteil gegenüber den beiden vorhergehenden Lösungen.

[0010] Ein weiterer Nachteil dieses aufwendigeren Sendemischkonzeptes besteht darin, daß auf Grund der Anzahl der zusätzlichen elektronischen Komponenten die Baugröße einer solchen Schaltungsanordnung zu groß ausfällt.

[0011] Beim Sendemischkonzept erweist es sich als besonders problematisch, einen hohen Integrationsgrad zu erreichen, da sich Filter und Oszillatoren be-

ziehungsweise Oszillatoren beim heutigen Stand der Technik nur sehr schlecht in integrierten Schaltungen unterbringen lassen, beziehungsweise sehr viel Chip-Fläche benötigen. Außerdem lassen sich häufig die für die PLL-Regelschleife benötigten Kondensatoren und Widerstände nicht mit ausreichender Güte integrieren, so daß sie als externe Komponenten anzuordnen sind.

[0012] Da bei dem bekannten Sendemischkonzept insgesamt zwei Oszillatoren zur Frequenzstabilisierung, zwei PLL-Regelschleifen einschließlich zwei externer Schleifenfilter nötig sind, und insbesondere Oszillatoren niedriger Frequenz besonders viel Chip-Fläche benötigen oder schlechte Eigenschaften bezüglich des Phasenrauschen aufweisen, erweist sich dieses Sendemischkonzept als relativ ungeeignet für eine hohe Integrationsdichte.

[0013] Aus der DE 195 43 844 A1 ist eine elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Sendefrequenzen aufweisender UHF-Signalgenerator bekannt, die einen steuerbaren spannungsgesteuerten Oszillatoren zur Erzeugung einer Oszillatorenfrequenz, einen Teiler durch einen Faktor N sowie eine Mischstufe mit einem nachfolgenden Bandfilter aufweist und bei dem die Frequenzerzeugung mittels des spannungsgesteuerten Oszillators durch Rückkopplung von während des Sendevorgangs hervorgerufenen elektromagnetischen Störungen auf den spannungsgesteuerten Oszillatoren beeinträchtigt bzw. gestört wird. Der steuerbare Oszillatoren, der Teiler durch den Faktor N und die Mischstufe mit dem nachfolgenden Bandfilter sind derart miteinander verbunden, dass ausschließlich die durch den Faktor N geteilte Oszillatorenfrequenz der Mischstufe als Eingangssignal zugeführt wird. Mit einer derartigen Ausprägung der elektronischen Schaltungsanordnung können die bei der Frequenzerzeugung durch das Einkoppeln von elektromagnetischen Störungen verursachten Beeinträchtigungen jedoch nicht zufriedenstellend beseitigt werden.

[0014] Aus der DE 25 23 131 A1 ist eine Schaltung zur Multiplikation der Frequenz einer Spannung, insbesondere für einen PAL-Coder in einem Farbfernsehgerät, bekannt, bei dem zur Erzielung einer guten Phasenstabilität der in dem Farbfernseher vorhandenen Farcträgerfrequenzen diese um bestimmte Faktoren multipliziert werden. Dazu werden ein aus einem analogen sinusförmigen Signal durch Impulsumformung generiertes Rechtecksignal und ein durch den Faktor m geteiltes Rechtecksignal einem Modulator bzw. einer Mischstufe als Eingangssignale zugeführt.

Aufgabenstellung

[0015] Es ist daher Aufgabe der Erfindung eine elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung

einer Sendefrequenz anzugeben, welche einerseits die günstigen technischen Voraussetzungen des Sendemischkonzeptes bietet und andererseits die Schaffung einer hohen Integrationsdichte der Schaltung und damit eine kostengünstige Herstellung ermöglicht.

[0016] Die Aufgabe wird durch die Merkmale des Anspruches 1 gelöst.

[0017] Demgemäß wird eine elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz f_s für einen Sender/Empfänger vorgeschlagen, welche die folgenden Bauteile enthält: Einen steuerbaren Oszillatoren zur Erzeugung einer Oszillatorenfrequenz f_{osz} , einen Teiler durch einen Faktor N und eine Mischstufe mit einem nachfolgenden Bandfilter, wobei die Bauteile derart miteinander verbunden sind, daß die Oszillatorenfrequenz f_{osz} und eine durch den Faktor N geteilte Oszillatorenfrequenz f_{osz}/N dem Mischer als Eingangssignale zugeführt und von diesem als Sendefrequenz f_s ausgegeben werden.

[0018] Ein wesentlicher Vorteil dieser Anordnung darin, daß sich mit der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ein geringeres Phasenrauschen ergibt, als dies mit den zwei Oszillatoren des bekannten Sendemischkonzeptes erreichbar wäre, da nur ein einziger Oszillatoren zum Phasenrauschen beitragen kann.

[0019] Eine Vereinfachung des Aufbaues der Schaltung wird dadurch erreicht, daß anstelle der Mischstufe mit nachfolgendem Bandfilter ein Einseitenbandmischer (= Image Reject Mixer) verwendet wird. Einseitenbandmischer sind als fertige Bauteile erhältlich und kompakt in den Schaltungsaufbau integrierbar.

[0020] Eine weitere vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen elektronischen Schaltungsanordnung kann darin bestehen, daß ein PLL-Schaltkreis zur Stabilisierung verwendet wird, welchem als Eingangssignale eine Referenzfrequenz und entweder die Oszillatorenfrequenz oder die Ausgangsfrequenz des Bandfilters oder gegebenenfalls des Einseitenbandmischers zugeführt werden.

[0021] Weiterhin kann es vorteilhaft sein, wenn der Faktor N des Teilers ein Vielfaches der Zahl der 2 und/oder größer als 1 ist und zwei um 90° zueinander phasenverschobene Ausgangssignale liefert.

[0022] Die gewünschte Phasenverschiebung um 90° kann erreicht werden, durch die Phasenverschiebung eines Teils des Signals um 90° und Beibehaltung der ursprünglichen Phase für das restliche Teilsignal, oder durch die Phasenverschiebung beider Teilsignale um jeweils $+45^\circ$ und -45° . In beiden Fällen bleibt eine Phasendifferenz von 90° .

[0023] Eine weitere vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen elektronischen Schaltungsanordnung kann darin bestehen, daß zusätzlich eine Steuervorrichtung vorgesehen ist, die zum Zeitpunkt des Einschaltens einer am Ausgang des Einseitenbandmischers angeschlossenen Sende-Endstufe einem Oszillator-Steuersignal ein Datensignal zu Erzeugung einer Frequenzmodulation überlagert. Eine derartige Steuervorrichtung wird beispielsweise in sogenannten TDMA-Systemen verwendet.

[0024] Im Hinblick auf eine optimale Integration und einfache Realisierung der Schaltung ist es weiterhin vorteilhaft, die Steuervorrichtung mit Hilfe eines ASIC-Bauteils zu verwirklichen.

[0025] Eine andere vorteilhafte Ausgestaltung der Schaltungsanordnung sieht vor, daß die Steuervorrichtung zwei Schalter im Wechsel betätigt, die eine Verbindung des Oszillatorsteuereingangs, entweder zu einem Datenmodulator oder zwecks Kanaleinstellung zum PLL freigibt.

[0026] Weiterhin kann eine alternative Ausgestaltung der erfindungsgemäßen elektronischen Schaltungsanordnung darin bestehen, daß ein Überlagerungsempfänger vorgesehen ist, welcher eine Überlagerungsfrequenz direkt aus der Oszillatorkreisfrequenz f_{osz} bezieht, und daß eine Umschaltvorrichtung vorgesehen ist, die im Sendefall die Einseitenbandmischer-Ausgangsfrequenz und im Empfangsfall die Oszillatorkreisfrequenz dem PLL-Regelkreis zuführt.

[0027] Vorteilhaft kann der Oszillator beispielsweise spannungsgesteuert oder stromgesteuert betrieben und gegebenenfalls kann auch eine Referenzfrequenz extern zugeführt werden.

[0028] Es versteht sich, daß die vorstehend genannten zu erläuternden Merkmalen der Erfindung nicht nur in der jeweils angegebenen Kombination, sondern auch in anderen Kombinationen oder in All-einstellung verwendbar sind, ohne den Rahmen der Erfindung zu verlassen.

Ausführungsbeispiel

[0029] Weitere Ausgestaltungen und Vorteile der Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung bevorzugter Ausführungsbeispiele unter Bezugnahme auf die Zeichnungen.

[0030] Die Erfindung soll nachfolgend anhand der Zeichnungen näher erläutert werden. Es stellen im Einzelnen dar:

[0031] Fig. 1-Fig. 4: Schaltungsanordnungen aus dem Stand der Technik;

[0032] Fig. 5: Schaltungsanordnung mit Mischer

und nachfolgendem Bandfilter;

[0033] Fig. 6: Schaltungsanordnung mit Einseitenbandmischer;

[0034] Fig. 7-Fig. 10: Schaltungsanordnungen mit verschiedenen Modulator-Anodnungen;

[0035] Fig. 11: Schaltungsanordnung mit Superhet-Empfänger und Nutzung des Oszillators auf der Empfängerseite;

[0036] Fig. 12: Schaltungsanordnung mit Einseitenbandmischer und Superhet-Empfänger mit einem Sende/Empfangs-Bandfilter;

[0037] Fig. 13: Schaltungsanordnung mit Einseitenbandmischer und TDMA-Steuervorrichtung.

[0038] Die Fig. 1 zeigt eine bekannte Schaltungsanordnung für ein TDMA-Funksystem mit einem Oszillator 2 und einer PLL-Schaltung 1 zur Erzeugung einer möglichst stabilen Frequenz, einer TDMA-Steuерung 3 eines Sendeverstärkers 4 und einer Antenne 5.

[0039] Bei dieser Schaltungsanordnung wird im Moment des Einschaltens des Sendeverstärkers 4 die Frequenzerzeugung über Lastwechsel und/oder Rückwirkungen – angedeutet durch die Pfeile 6 und 7 – gestört und ein unerwünschter Frequenzsprung erzeugt. Der Lastwechsel entsteht beim Einschalten des Sendeverstärkers 4 durch die Änderung seiner Eingangsimpedanz.

[0040] Rückwirkungen auf die Frequenzerzeugung entstehen über die Einstrahlung von der Antenne 5, oder durch andere, hier nicht dargestellte Verkoppelungspfade zwischen der Sende-Endstufe und der Frequenzerzeugung. Ein Beispiel hierfür stellen die Versorgungsspannungszuleitungen dar.

[0041] Die Fig. 2 zeigt eine bekannte Schaltung zur Vermeidung des Frequenzsprunges. Die Schaltung enthält zusätzlich zu den in Fig. 1 dargestellten Komponenten die Dämpfungsglieder 8, 9 und eine oder mehrere weitere Verstärkerstufen zur Verringerung des für die Frequenzerzeugung sichtbaren Lastwechsels. Eine zusätzlich Abschirmung (Faraday-scher Käfig) 12 der Frequenzerzeugung zur Vermindeung von Einstrahlung ist ebenso dargestellt. Weiterhin ist meist eine – hier nicht dargestellte – Hochfrequenzabblockung der in die Abschirmung führenden Leitungen vorhanden.

[0042] Die Fig. 3 zeigt eine weitere bekannte Variante einer Schaltung zur Frequenzerzeugung mit einer Frequenzvervielfacherstufe oder Teilerstufe 13. Bei diesem Beispiel schwingt der Oszillator 2 auf einer Harmonischen oder Subharmonischen der ge-

wünschten Sendefrequenz, wodurch sich entsprechend dem Vervielfachungsgrad oder Teilungsgrad sowohl eine geringere Lastabhängigkeit als auch eine geringere Empfindlichkeit gegen elektromagnetische Einstrahlungen ergibt.

[0043] Die beste bekannte Schaltung mit der wirkungsvollsten Unterdrückung von Rückkopplungen und Frequenzsprüngen beim Einschalten des Sendevertäkers ist in der Fig.4 dargestellt. Diese Fig.4 zeigt eine Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz unter Verwendung eines Sendemischkonzeptes. Hierbei wird die Frequenz des ersten Oszillators **2** und dem ersten PLL-Schaltkreis **1** und die zweite Frequenz des zweiten Oszillators **2** und dem zweiten PLL-Schaltkreis **15** in der Mischstufe **16** gemischt und die gewünschte Frequenz aus den Mischprodukten über das Bandfilter **17** herausgesiebt.

[0044] Werden die Frequenzen der Oszillatoren **2** und **14** so gewählt, daß sie ein nichtharmonisches Verhältnis zur gewünschten Frequenz haben, ergibt sich ein hohes Maß an Immunität gegen Lastwechsel – also beim Einschalten des Sendevertäkers – und Rückwirkungen. Hierdurch verringern sich die Anforderungen an Abschirmung, Abblockung und Isolationsstufen gegenüber den Schaltungsanordnungen aus den Fig.2 und Fig.3 erheblich. Nachteilig ist der schaltungstechnische Aufwand, da zusätzlich eine Mischstufe **16**, ein Oszillator **14** und ein PLL-Schaltkreis **15** zur Frequenzstabilisierung und ein Bandfilter **17** benötigt werden.

[0045] Die Fig.5 zeigt eine einfache erfindungsgemäße Schaltungsanordnung für ein Funksystem, bei dem ein hoher Grad an Kosteneinsparung durch einen guten Integrationsgrad erreicht werden kann. Als Ausgangspunkt wurde das Sendemischkonzept gewählt, jedoch auf den zweiten Oszillator verzichtet.

[0046] Die Schaltungsanordnung besteht auf der Eingangseite aus einem einzigen Oszillator **2**, der über einem PLL-Schaltkreis **1** stabilisiert wird. Zwischen dem Oszillator **2** und dem PLL-Schaltkreis **1** ist eine Summationsstufe **18** angeordnet, durch welche ein FM-Modulationssignal **26** eingespeist werden kann. Die Frequenz f_{osz} des Oszillators **2** wird zu einem Frequenzteiler **19** geführt und die Frequenz f_{osz}/N erzeugt. Beide Frequenzen f_{osz} und f_{osz}/N gelangen danach zur Bildung der Sendefrequenz f_s zu einem Mischer **32**. Im nachfolgenden Bandfilter **22** werden die ebenfalls entstandenen und unerwünschten Nebenfrequenzen ausgefiltert und die gefilterte Frequenz zur Verstärkerendstufe **4** geleitet. Wahlweise kann dem PLL-Schaltkreis **1** entweder die Oszillatorkreisfrequenz f_{osz} über die Leitung **34** oder die Sendefrequenz f_s vom Ausgang des Bandfilters **33** zurückgeführt werden.

[0047] Die gewünschte Sendefrequenz f_s ergibt sich damit zu:

$$f_s = f_{osz} \pm \left(\frac{f_{osz}}{N} \right) = f_{osz} * \left(1 \pm \frac{1}{N} \right)$$

mit f_s = Sendefrequenz, f_{osz} = Oszillatorkreisfrequenz, N = Teilerfaktor

[0048] Wie man der mathematischen Beziehung entnehmen kann, ergibt sich ein nicht ganzzahliges Verhältnis zwischen der Sendefrequenz f_s und der Oszillatorkreisfrequenz f_{osz} , was eine gute Immunität bezüglich Rückwirkungen verspricht. Die Vorzeichenwahl in der Formel wird durch die Beschaltung des Einseitenbandmischers bestimmt. Man hat die Freiheit, den Oszillator wahlweise unterhalb oder oberhalb der gewünschten Frequenz schwingen zu lassen. Grundsätzlich kann man die Oszillatorkreisfrequenz f_{osz} auch so wählen, daß die Oszillatorkreisfrequenz f_{osz} das Kriterium des technologiebedingten besten Phasenrauschen (beste Güte der Spule) erfüllt.

[0049] Zusätzlich zur erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zur Erzeugung der Sendefrequenz ist in der Fig.5 auch eine an sich bekannte TD-MA-Steuerung **31** dargestellt, für die sich die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung zur Frequenzerzeugung besonders eignet.

[0050] Die Fig.6 zeigt eine Weiterentwicklung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung aus der Fig.5.

[0051] Bei dieser Weiterentwicklung wurde anstelle des Mixers **32** und des nachfolgenden Bandfilters **33** ein Einseitenbandmischer (= Image-Reject-Mixer) **20** verwendet. Wenn die Betriebsbedingungen es erfordern, kann hinter dem Teiler **19** auch noch ein Filterelement zur Unterdrückung der Harmonischen des geteilten Signals eingesetzt werden (nicht dargestellt).

[0052] Der Einseitenbandmischer **20** weist typischerweise einen ersten Phasenschieber **21** zur Phasenverschiebung und Teilung der eingehenden Oszillatorkreisfrequenz f_{osz} und einen zweiten Phasenschieber **22** zur Phasenverschiebung der eingehenden geteilten Oszillatorkreisfrequenz f_{osz}/N um jeweils 90° auf. Diese jeweils um 90° phasenverschobenen Frequenzen werden in den Mischern **23** und **24** gemischt, in der Summationsstufe **25** überlagert und als gewünschte Sendefrequenz f_s ausgegeben.

[0053] Es ist zu bemerken, daß der Zweck der hier dargestellten Phasenverschiebung von 0° und 90° auch durch eine Phasenverschiebung um -45° und $+45^\circ$ erreicht werden kann.

[0054] Auch hier und in allen weiteren Beispielen er-

gibt sich die gewünschte Sendefrequenz f_s nach der gleichen, zu [Fig. 5](#) beschriebenen Formel.

[0055] Da sich Frequenzteiler und Einseitenbandmischer mit den heutigen Technologien problemlos integrieren lassen, führt diese Schaltungsanordnung zu einer erheblichen Chip-Flächen-Ersparnis. Weiterhin spart man eine PLL-Regelschleife mit den damit verbundenen externen Komponenten des Schleifen-Filters (engl. "loop-filter").

[0056] Eine andere erfindungsgemäße Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz ist in der [Fig. 7](#) dargestellt. Hier wird die Oszillatorkreisfrequenz f_{osz} einerseits einem Teiler 19 zugeführt und andererseits einem Phasenschieber 36 zugeführt. Durch die Verwendung eines durch 2 teilbaren Faktors N lässt sich die für das Prinzip der Einseitenbandmischung benötigte Phasenverschiebung von 90° vorteilhaft einfach und präzise erzeugen, wodurch sich eine bessere Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes aus dem Mischprozeß ergibt.

[0057] Die um 90° verschobenen Ausgangssignale erhält man in allgemein bekannter Weise, indem die letzte Teilerstufe einer Teilerkette doppelt ausgeführt, wobei eine der beiden Teilerstufen das Eingangssignal invertiert zugeführt wird.

[0058] Die [Fig. 8](#) zeigt eine Variante der einfachen erfindungsgemäßen Ausführungsform der Schaltungsanordnung aus [Fig. 5](#) mit einem Mischstufe 33 und nachgeschaltetem Bandfilter 33. Der Unterschied zur [Fig. 5](#) besteht darin, daß hier ein Modulationssignal 41 einem zwischen Teiler 19 und Mischstufe 32 angeordneten Modulator 40 aufgegeben wird. Dieser Modulator 40 kann beispielsweise als Vektormodulator ausgeführt sein. Der vereinfacht dargestellte Mischstufe 32 enthält in der Praxis zwei einzelne Mischstufen, wobei jeder für ein Signal zuständig ist.

[0059] Eine derartige Ausführungsform hat den Vorteil, daß sich beliebige, auch mehrwertige Modulationsarten mit guter Frequenz- bzw. Phasenstabilität erzeugen lassen.

[0060] Das zugeführte Modulationssignal 4 kann beispielsweise das von einem digitalen Signalprozessor erzeugte IQ-Basisband einer GMSK-, N-PSK-, oder Quadraturamplitudenmodulation sein.

[0061] Eine andere Modifikation der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ist in der [Fig. 9](#) dargestellt. Diese entspricht im wesentlichen der [Fig. 5](#), jedoch werden hier zur Erzeugung und Modulation der Sendefrequenz zwei um 90° phasenversetzte und durch N geteilte Frequenzen $f_{osz}(0^\circ)$ und $f_{osz}(90^\circ)$ einer Mischstufe 39 zugeführt, die gleichzeitig als Modulator arbeitet, indem sie die Datensignale einer Basisbandaufbereitung I und Q einmischt. Anschließend

werden die Ausgangssignale zur Summationsstufe 25 geleitet und zum Mischstufe 32 geführt. Hier ergibt sich der Vorteil aus der präzise erzeugten 0°/90° Phasenverschiebung aus dem Teiler N, welche vom IQ-Modulator benötigt wird.

[0062] Im Mischstufe 32 wird wiederum durch Mischen mit der Oszillatorkreisfrequenz f_{osz} die Sendefrequenz f_s einschließlich Nebenfrequenzen erzeugt, die Nebenfrequenzen weitgehend beim Durchgang durch das nachfolgende Bandfilter 33 herausgefiltert und die verbleibenden Sendefrequenz f_s zum Sendeverstärker 4 geleitet und über die Antenne 5 abgestrahlt. Ebenso wie in der [Fig. 5](#) ist zusätzlich die optionale TDMA-Steuerung 31 dargestellt.

[0063] Eine weitere Möglichkeit eine Modulation auf das Sendesignal zu übertragen, ist in der [Fig. 10](#) dargestellt. Die Schaltungsanordnung entspricht auch hier der einfachen Ausführung aus der [Fig. 5](#), jedoch wird eine Modulation nicht der Oszillatorkreisfrequenz überlagert, sondern es ist anstelle des Bandfilters 33 hinter dem Mischstufe 32 ein Modulator 40 nachgeordnet, dem ein Modulationssignal 41 von einem Basisband zugeführt wird. Es handelt sich also um eine "Kombination" der Ausführung mit einem IQ-Modulator, mit welchem sich wie bei [Fig. 8](#) und [Fig. 9](#) dargestellt beliebige Modulationsarten verwirklichen lassen.

[0064] Die [Fig. 5](#) bis [Fig. 10](#) zeigen somit unterschiedlichste Möglichkeiten der Modulation einer erfindungsgemäß erzeugten Sendefrequenz f_s durch unterschiedlichen Modulationsarten wie beispielsweise GMSK (= gaussian minimum shift keying), nPSK (= n-faches phase shift keying) oder QAM (= quadratur amplitude modulation).

[0065] In der [Fig. 11](#) ist eine weitere Schaltungsanordnung gezeigt, die eine Kombination der Frequenz-erzeugung mit einem Superhet-Empfänger darstellt und weitere Vorteile bietet. Der Grundaufbau der Schaltung entspricht der Schaltungsanordnung aus der [Fig. 6](#), jedoch ist zusätzlich ein Überlagerungsempfänger 36 mit integriertem Empfangsmischer 37 und dem zusätzlichen Umschalter 38, welcher die gleiche PLL-Schrittweite im Sende- und Empfangsbetrieb ermöglicht.

[0066] Im Empfangsbetrieb erzeugt der Oszillatorkreis 2 das Überlagerungssignal, während der gleiche Oszillatorkreis 2 im Sende-Fall zur Erzeugung der Sendefrequenz verwendet wird. Die Zwischenfrequenz im Empfangsfall wählt man derart, daß sie in der Nähe der Oszillatorkreis-Offset-Frequenz im Sende-Fall liegt. Zwar ist der Abstimmungsbereich des Empfängers entsprechend dem Offset zwischen Sendefrequenz und Oszillatorkreisfrequenz etwas kleiner, was sich in der Praxis mit größeren Teilerfaktoren aber kaum auswirkt. Die Ankopplung der PLL-Regelschleife erfolgt über

den Umschalter **38** im Sendefall nach dem Einseitenbandmischer **20** und im Empfangsfall direkt vom Oszillator **2**, um eine einheitliche Abstimmsschrittweite der PLL mit derselben Referenzfrequenz zu ermöglichen. Vorteilhaft ist hierbei, daß nur ein einziger Oszillator **2** für den Sendebetrieb und den Empfangsbetrieb nötig ist und gleichzeitig eine gute Stabilität der Sende Frequenz im TDMA-Betrieb erreicht wird.

[0067] Dieser gezeigte Schaltungsaufbau eignet sich besonders für DECT-Systeme.

[0068] Ein Nachteil, den die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung gegenüber einem auf der Endfrequenz arbeitendem Oszillator hat, nämlich die zusätzlichen unerwünschten Mischprodukte eines realen Einseitenbandmischers, lassen sich durch ein Hinzufügen eines im Empfänger ohnehin notwendigen Hochfrequenzfilters vor dem Sende/Empfangs-Umschalter entschärfen. In diesem Fall wird das Filter sowohl für den Sendezeig als auch für den Empfangszweig verwendet.

[0069] Eine derartige Lösung ist beispielhaft in der Fig. 12 dargestellt, welche bis zum Sendeverstärker **4** der Schaltungsanordnung aus der Fig. 6 entspricht. Anschließend ist Sende/Empfangs-Umschalter **28** angeordnet, der zwischen dem Sendeverstärker **4** und dem – gestrichelt angedeuteten – Empfänger **30** umschaltet. Zwischen der Antenne **5** und dem Sende/Empfangs-Umschalter **28** ist der erwähnte Hochfrequenzfilter **29** geschaltet.

[0070] Schließlich zeigt die Fig. 13 noch eine erfindungsgemäße Schaltungsanordnung mit einem Einseitenbandmischer **20**, wie sie in der Fig. 6 beschrieben ist. In diesem Fall wird durch die TDMR-Steuerung **31** jedoch erreicht, daß zum Zeitpunkt des Einschaltens der Sende-Endstufe dem Oszillator-Steuersignal ein Datensignal zur Erzeugung einer Frequenzmodulation überlagert wird.

[0071] Dies ist eine Anordnung, wie sie beispielsweise in einem DECT-System mit "Open-loop-Modulationsverfahren" eingesetzt wird. Bei geschlossenem Schalter **32** wird während eines nicht für den Sende-Empfangsbetrieb benötigten Zeitschlitzes der Oszillator **2** über die PLL-Schaltung **1** auf den gewünschten Kanal eingestellt. Kurz vor Sendebeginn öffnet der Schalter **32** und die bis dahin gewonnene Regelgröße wird in einem, in der Figur nicht gesondert dargestelltem, Speicherelement gespeichert. Über den Schalter **33** wird während der Aussendung der gespeicherten Regelgröße ein Basisbandsignal zur Erzeugung der DECT-GFSK-Modulation (Gaussian-frequency-shift-keying) überlagert. Durch die erfindungsgemäße Anordnung von Teiler und Mischer beziehungsweise Einseitenbandmischer wird die erforderliche Frequenzstabilität während der Aussendung ermöglicht. D.h. hochfrequente Rückwirkungen

von der Sendestufe auf den Oszillator **2** bewirken keinen Frequenzversatz nach Einschalten des Senders.

[0072] Insgesamt wird also durch die erfindungsgemäßen Schaltungsanordnungen erreicht, daß einerseits die günstigen technischen Voraussetzungen des Sendemischkonzeptes genutzt werden können und andererseits eine hohe Integrationsdichte der Schaltung und damit eine kostengünstige Herstellung möglich wird.

Patentansprüche

1. Elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sende Frequenz für einen Sender/Empfänger mit folgenden Merkmalen: Ein steuerbarer Oszillator (2) zur Erzeugung einer Oszillatorfrequenz (f_{osz}), ein Teiler (19) durch einen Faktor N und eine Mischstufe (32) mit einem nachfolgenden Bandfilter (33) sind derart miteinander verbunden, daß die Oszillatorfrequenz (f_{osz}) und eine durch den Faktor N geteilte Oszillatorfrequenz (f_{osz}/N) der Mischstufe (32) als Eingangssignale zugeführt werden.

2. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß dem voranstehenden Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß anstelle der Mischstufe (32) mit nachfolgendem Bandfilter (33) ein insbesondere als „Image Reject Mixer“ ausgebildeter Einseitenbandmischer (20) vorgesehen ist.

3. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, daß ein PLL-Schaltkreis (1) zur Stabilisierung der Oszillatorfrequenz (f_{osz}) vorgesehen ist, welchem als Eingangssignale eine Referenzfrequenz und entweder die Oszillatorfrequenz (f_{osz}) oder die Ausgangsfrequenz des Einseitenbandmischers (20) oder des Bandfilters (33) zugeführt werden.

4. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Faktor N des Teilers (19) ein ganzzahliges Vielfaches der Zahl 2 ist und zwei um 90° phasenverschobene Ausgangssignale liefert.

5. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß eine Steuervorrichtung (31) vorgesehen ist, die zum Zeitpunkt des Einschaltens einer am Ausgang der Mischstufe (32) mit dem nachfolgenden Bandfilter (33) oder des Einseitenbandmischers (20) angeschlossenen Sende-Endstufe (4) einem Oszillator-Steuersignal ein Datensignal zur Erzeugung einer Frequenzmodulation überlagert.

6. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß dem voranstehenden Anspruch 5, dadurch gekenn-

zeichnet, daß die Steuervorrichtung (31) ein ASIC-Bauteil ist.

7. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 5 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuervorrichtung (31) zwei Schalter (32, 33) im Wechsel betätigt, die den Steuereingang des Oszillators (2) zum Zeitpunkt des Einschaltens der Sendestufe vom PLL-Schaltkreis (1) trennt und ein Datensignal zum Zwecke der Frequenzmodulation einspeist.

8. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß ein Überlagerungsempfänger (36) vorgesehen ist, welcher seine Überlagerungsfrequenz direkt aus der Oszillatorkreisfrequenz (f_{osz}) bezieht, und daß eine Umschaltvorrichtung (38) vorgesehen ist, die im Sendefall die Ausgangsfrequenz der Mischstufe (32) mit dem nachfolgenden Bandfilter (33) oder des Einseitenbandmischers (20) und im Empfangsfall die Oszillatorkreisfrequenz dem PLL-Schaltkreis (1) zugeführt wird.

9. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß am Ausgang der Mischstufe (32) mit dem nachfolgenden Bandfilter (33) oder des Einseitenbandmischers (20) ein Verstärker (4) vorgesehen ist.

10. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Oszillator (2) spannungsgesteuert ist.

11. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Oszillator (2) stromgesteuert ist.

12. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß eine Referenzfrequenz (26) extern zugeführt ist.

13. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen dem Teiler (19) und der Mischstufe (32) oder des Einseitenbandmischers (20) ein Modulator (40, 39), vorzugsweise ein Vektor-Modulator (39), angeordnet ist, mit welchem durch Zuführung eines IQ-Modulationsbasisbandsignals am Ausgang der Mischstufe (32) ein moduliertes Signal zur Verfügung steht.

14. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß dem voranstehenden Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß das aus dem Teiler (19) gewonnene, um $0^\circ/90^\circ$ phasenverschobene Signal mit in die Er-

zeugung der Vektormodulation des Modulators (39) einbezogen wird.

15. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, daß an deren Ausgang eine Modulationsstufe, vorzugsweise eine Vektor-Modulationsstufe, angeordnet ist, welche eine Modulation des Sendesignals bewirkt.

Es folgen 10 Blatt Zeichnungen

Fig. 1

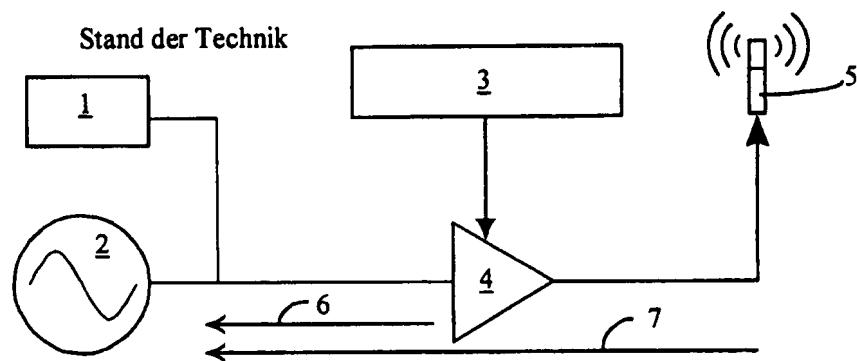


Fig. 2

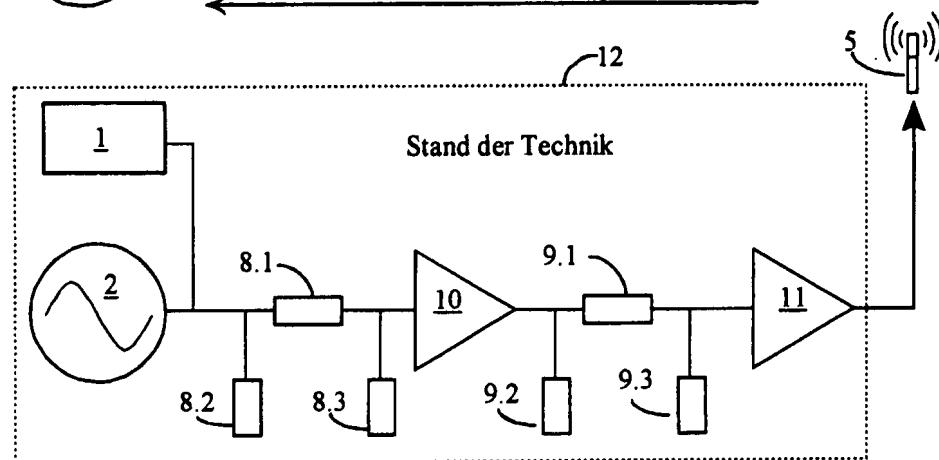


Fig. 3

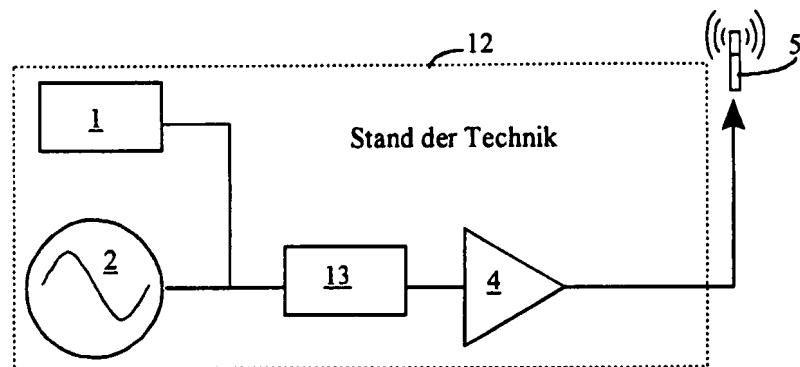
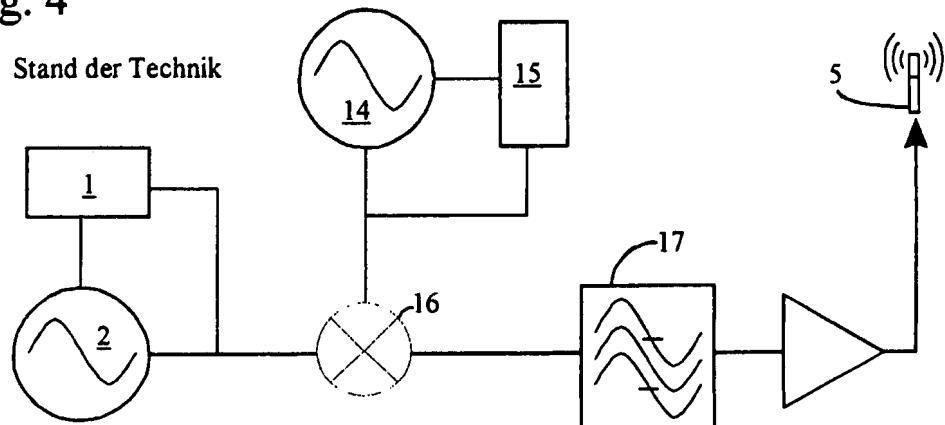


Fig. 4



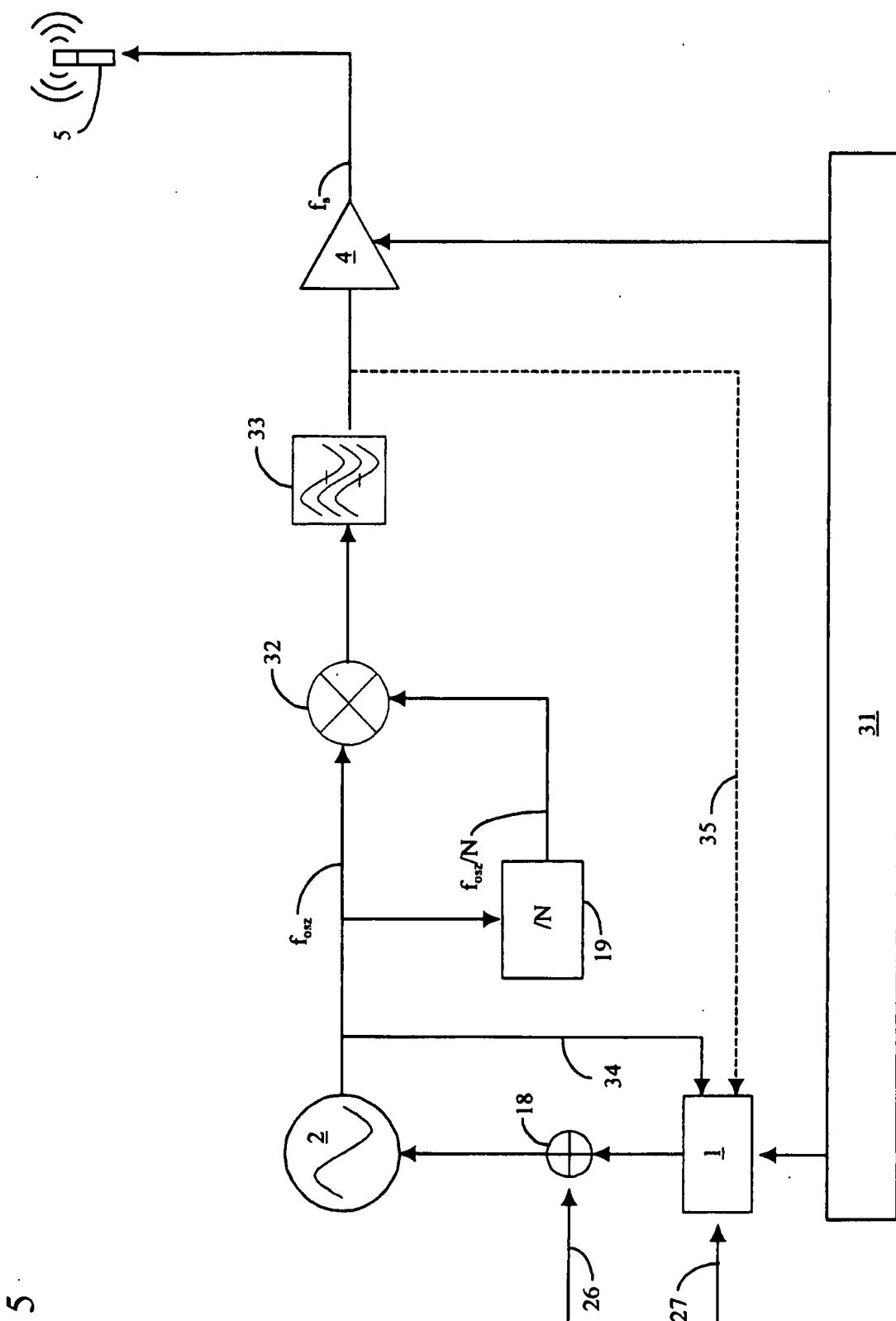


Fig. 5

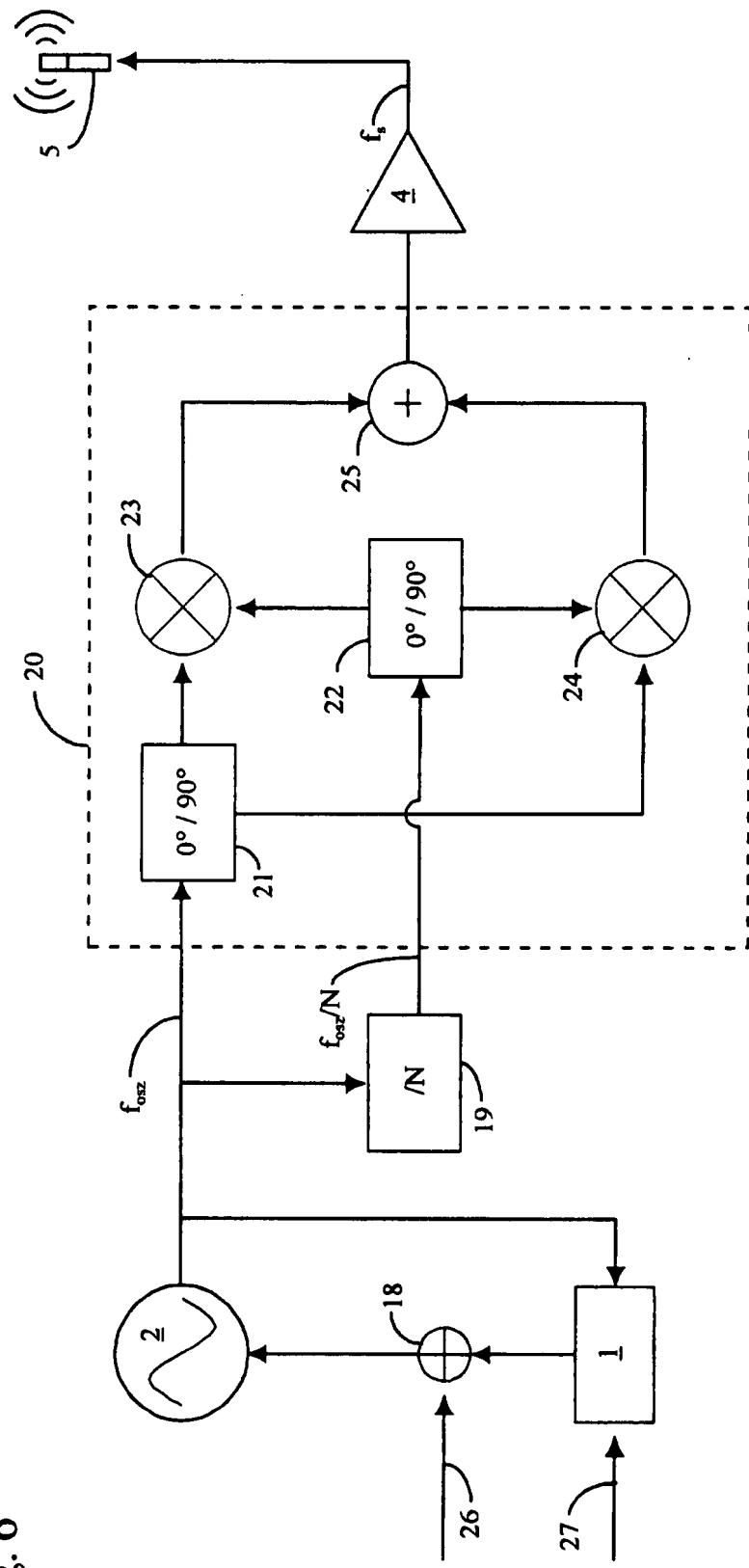


Fig. 6

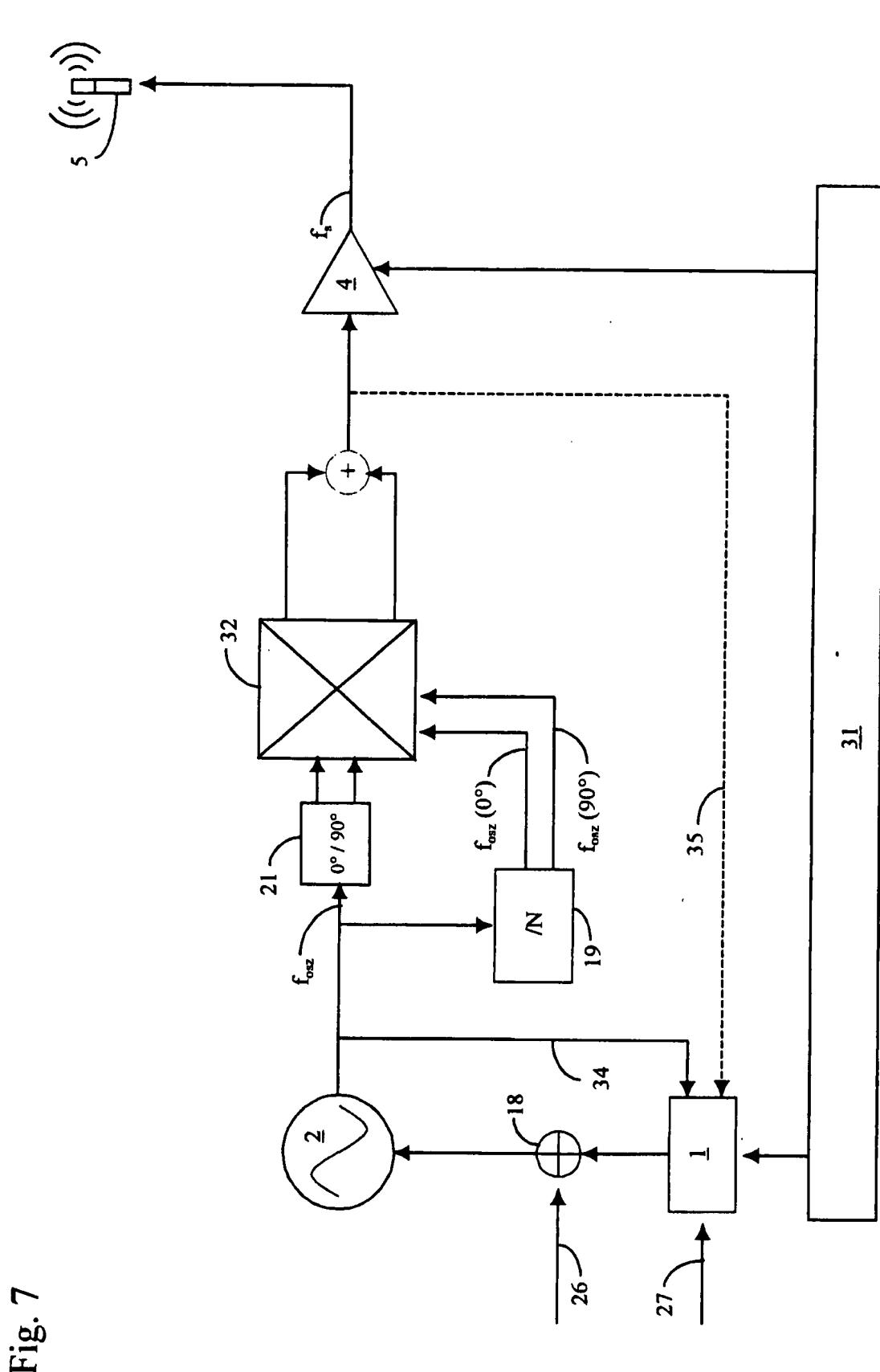


Fig. 7

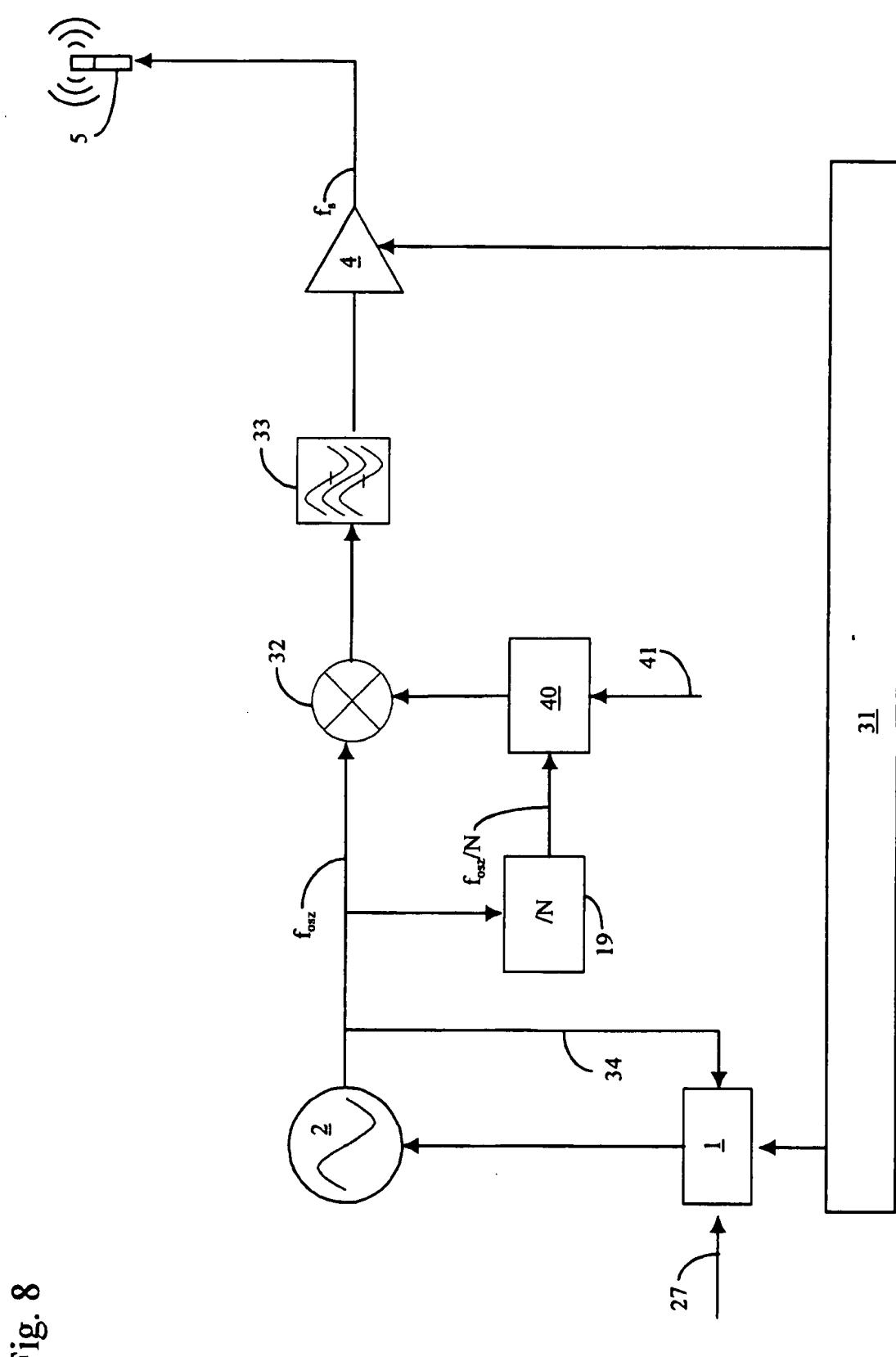


Fig. 8

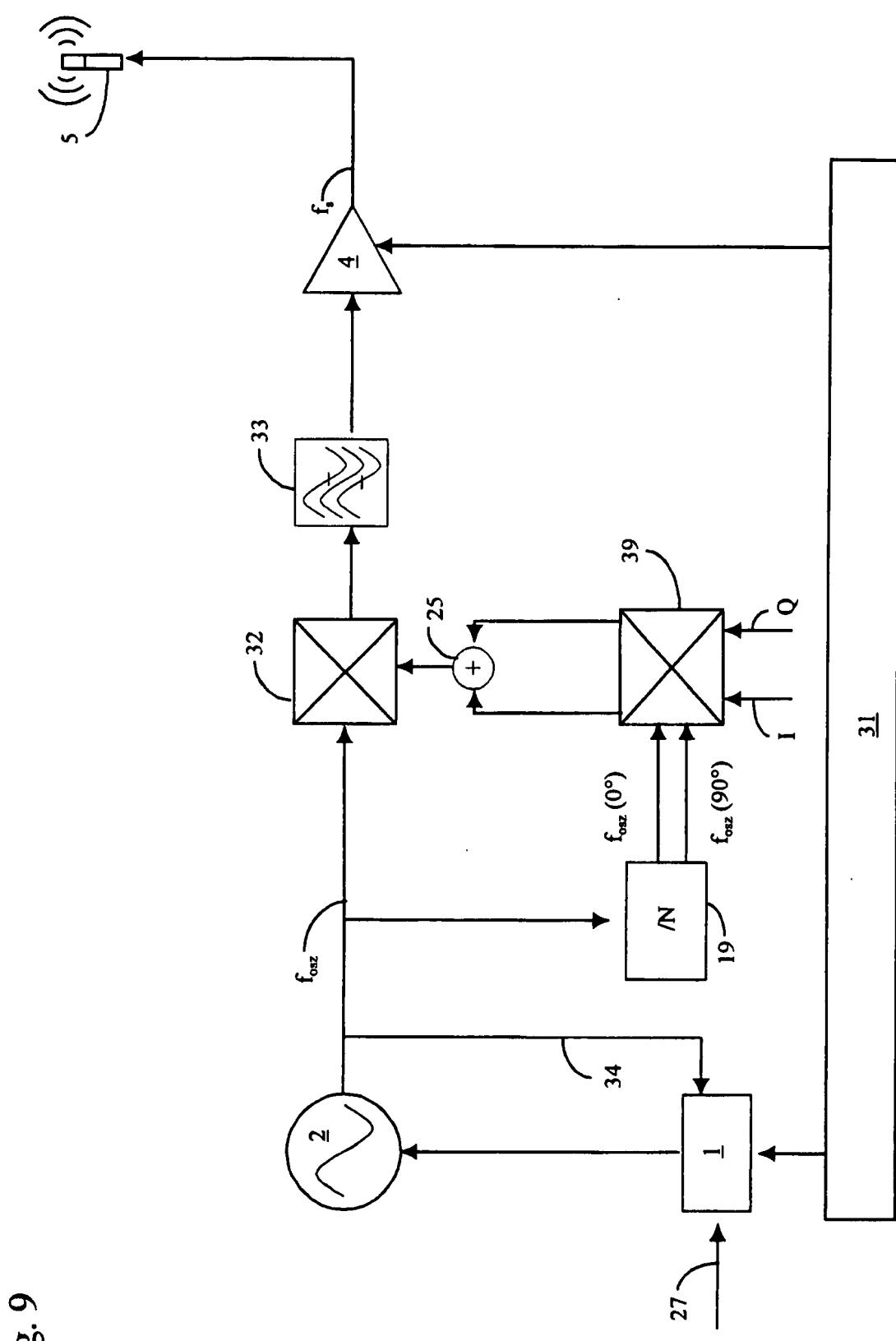


Fig. 9

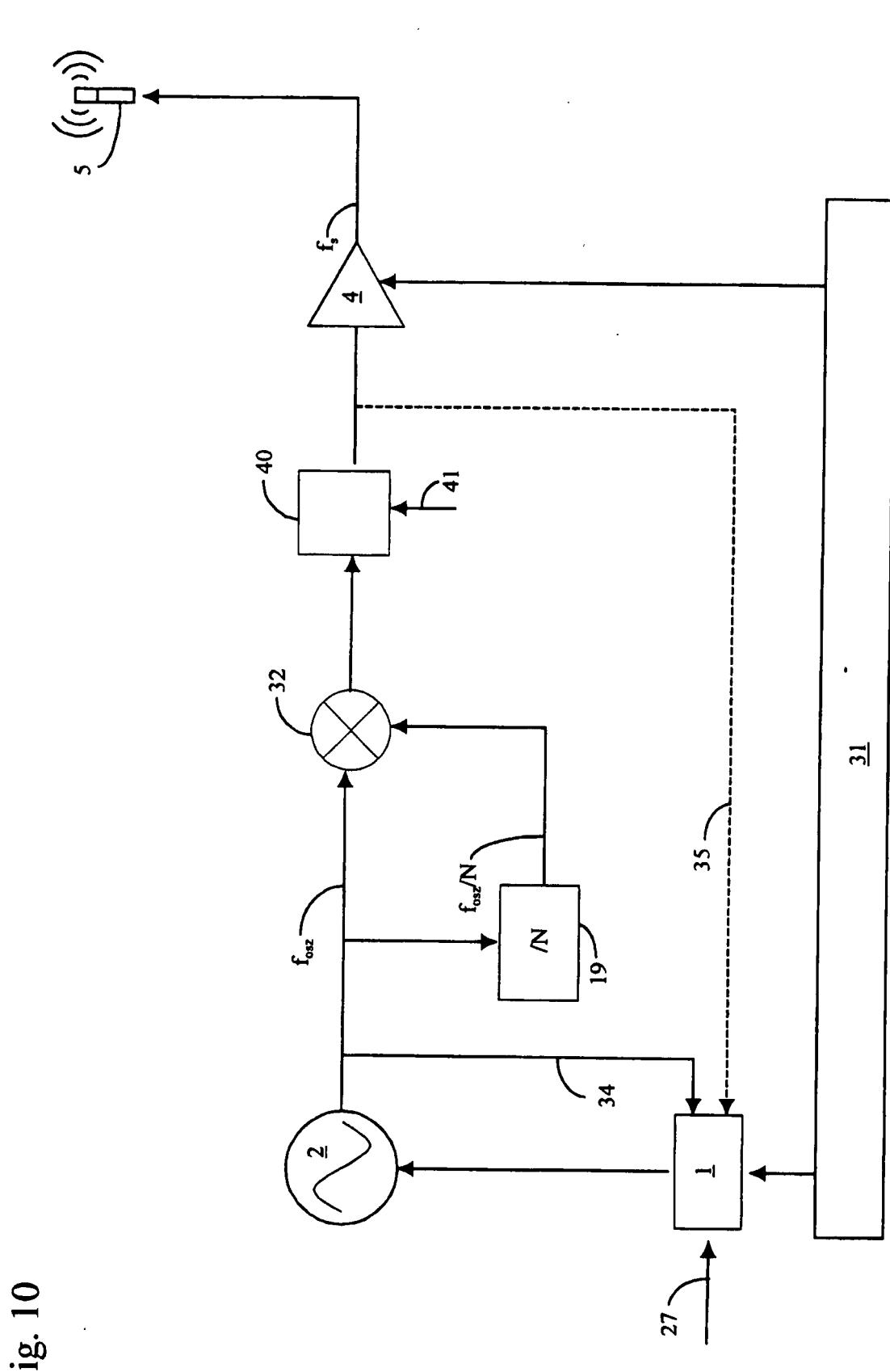
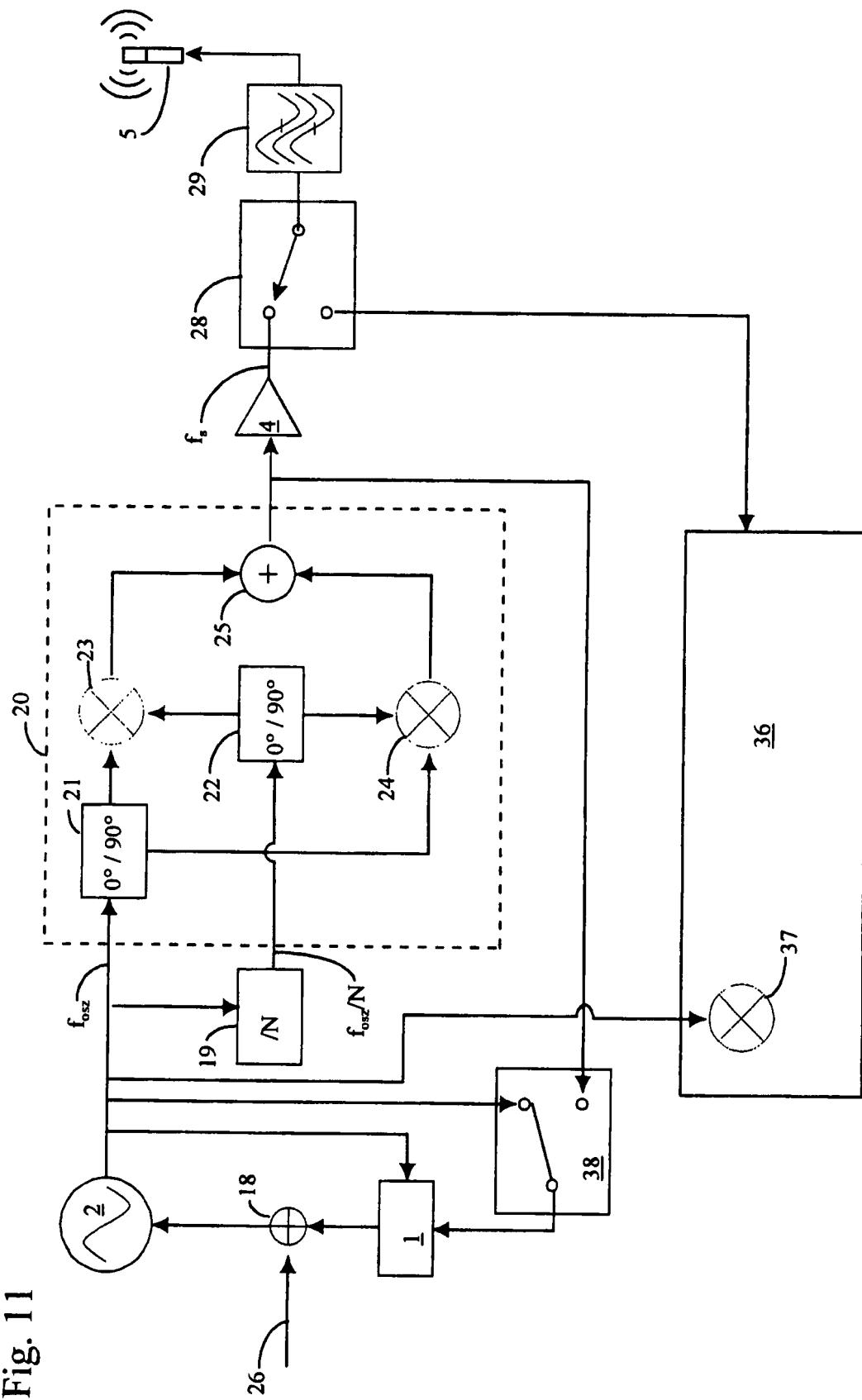


Fig. 10

Fig. 11



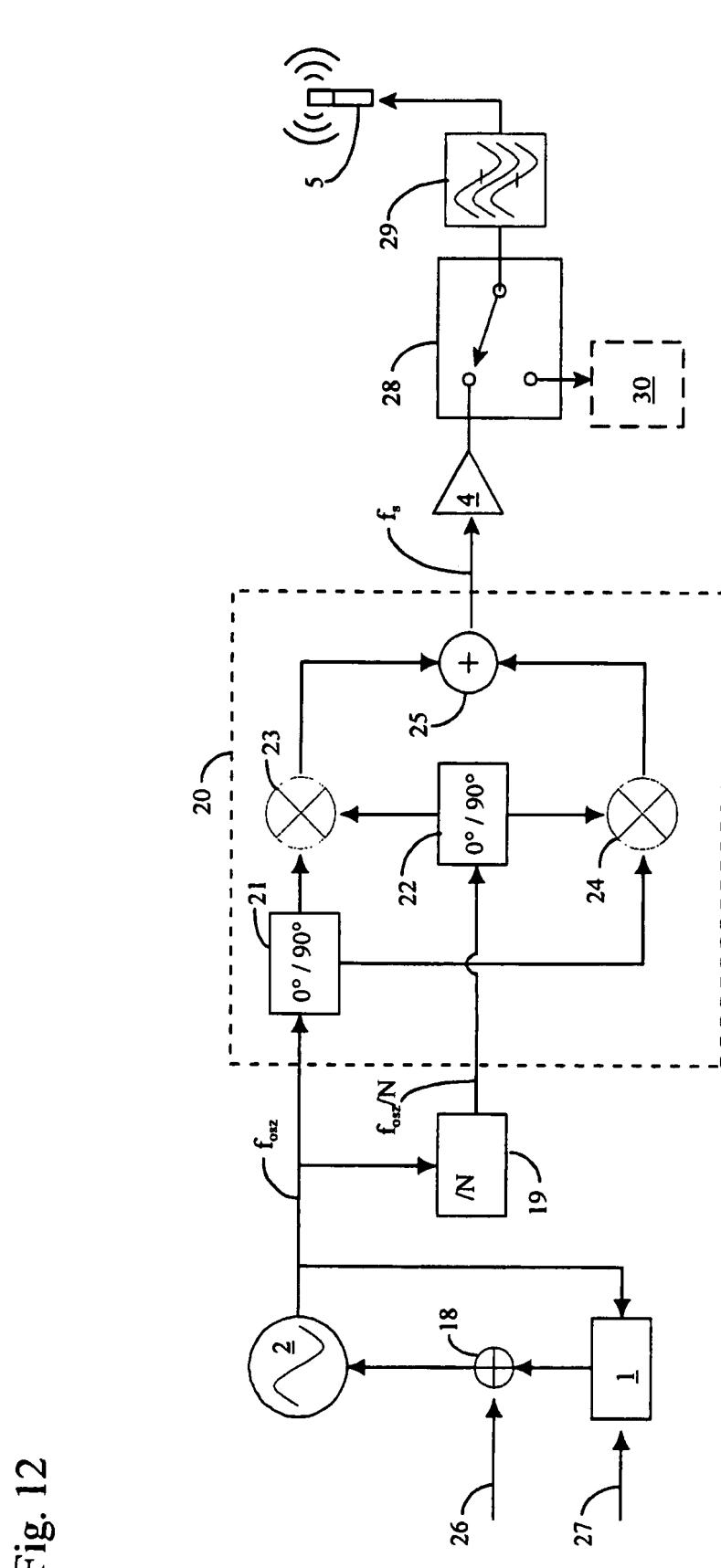


Fig. 12

Fig. 13

